

# Constant-voltage circuit and infrared telecontrol receiver using said constant-voltage circuit

Publication number: CN1405975 (A)

Publication date: 2003-03-26

Inventor(s): SHIGEKAZU YAGAWA [JP]; TAKAHIRO IUE [JP]

Applicant(s): SHARP KK [JP]

Classification:






- International: G05F1/10; G05F1/46; H03F1/26; H03F3/08; H03F3/347; G05F1/10; H03F1/26; H03F3/04; H03F3/343; (IPC1-7): H03F1/30

- European: G05F1/46B7

Application number: CN20021048214 20020912

Priority number(s): JP20010277033 20010912

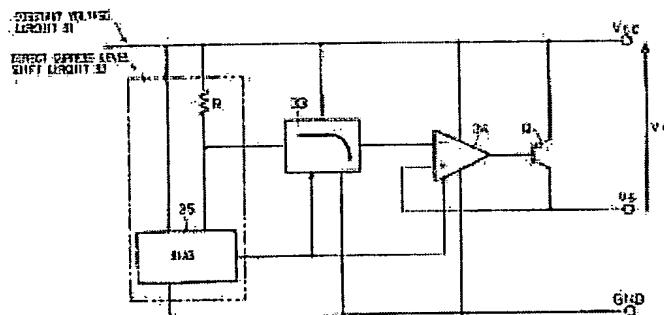
Also published as:

 CN1198387 (C)  
 US2003062883 (A1)  
 US2003062883 (A1)  
 US6762596 (B2)  
 US6762596 (B2)

Abstract not available for CN 1405975 (A)

Abstract of corresponding document: US 2003062883 (A1)

A direct current input power supply voltage  $V_{cc}$  is outputted to the load side via a PNP type transistor having a small  $V_{ce}$ . A base thereof is driven by a base current from which noise is removed in a power source noise removing circuit. An input to the noise removing circuit is produced by shifting a level from the  $V_{cc}$  side by a direct current level shift circuit. Since an output voltage  $V_s$  varies with reference to  $V_{cc}$  and a voltage drop is relatively small owing to the transistor, an operation voltage on the load side can be ensured. The noise removing circuit is constituted by a gm amplifier. In order to increase a noise removing rate at low frequencies, by setting gm of a time constant  $C/gm$  to a small value, it is possible to set a capacity to a value which allows integration.



Data supplied from the esp@cenet database — Worldwide

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H03F 1/30



## [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02148214.4

[43] 公开日 2003 年 3 月 26 日

[11] 公开号 CN 1405975A

[22] 申请日 2002.9.12 [21] 申请号 02148214.4

[30] 优先权

[32] 2001.9.12 [33] JP [31] 277033/2001

[71] 申请人 夏普公司

地址 日本大阪府

[72] 发明人 横川成一 井上高广

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

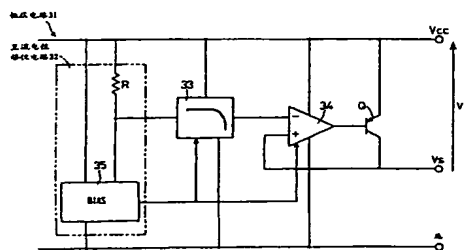
代理人 黄小临 王志森

权利要求书 2 页 说明书 15 页 附图 12 页

[54] 发明名称 恒压电路和使用恒压电路的红外遥控接收机

[57] 摘要

一直流输出电源电压  $V_{cc}$  经过具有较小  $V_{ce}$  的 PNP 型输出给负载侧。其基极通过一基极电流驱动，噪音在电源噪音消除电路中从该基极电流中被消除。噪音消除电路的输入是通过用一直流电平移位电路从  $V_{cc}$  侧移动一电平而产生的。因为输出电压  $V_s$  参考  $V_{cc}$  而变化，电压降由于晶体管的作用就相对较小，就能够保证负载侧的工作电压。噪音消除电路由一个  $g_m$  放大器构成。为了提高低频时的噪音消除率，通过将时间常数  $C/g_m$  的  $g_m$  设定为较小值，它就能够将电容设定为允许积分的值。



ISSN 1008-4274

1. 一种通过响应于直流输入电源电压输出一个直流恒压来消除电源噪音的恒压电路,

5        该恒压电路包括:

一直流电平移位电路, 用于通过一设定的直流电压电平实现从输入电源电压开始的移位;

一电源噪音消除电路, 它包括一跨导放大器, 用于从直流电平移位电路输出消除电源噪音;

10        一 NPN 型晶体管, 它串接入输入和输出端之间的电源线, NPN 型晶体管的基极通过电源噪音消除电路的输出驱动。

2. 如权利要求 1 所述的恒压电路,

其中, 直流电平移位电路中的电平移位量设定成大约为 PNP 型晶体管集电极-发射极的饱和电压。

15        3. 如权利要求 1 所述的恒压电路,

其中, 构成电源噪音消除电路的跨导放大器的输入电路设有相同导电类型的第一至第四晶体管和电阻;

第一和第二晶体管的基极或栅极相互连接以变成跨导放大器的第一输入端, 第一和第二晶体管的发射极或源极与第一恒流源共接;

20        第三和第四晶体管的基极或栅极相互连接以变成跨导放大器的第二输入端, 第三和第四晶体管的发射极或源极与第二恒流源共接;

第一和第二晶体管的发射极或源极通过电阻与第三和第四晶体管的发射极或源极相连接; 和

第一和第四晶体管的集电极或漏极与电源端相连接。

25        4. 如权利要求 1 所述的恒压电路,

其中, 构成电源噪音消除电路的跨导放大器的输出电路设有相互是不同导电类型的第五和第六晶体管;

第五晶体管的基极或栅极与第六晶体管的基极或栅极相连接; 和  
跨导放大器的电容通过基极或栅极电流进行充电或放电。

30        5. 如权利要求 4 所述的恒压电路,

其中, 构成电源噪音消除电路的跨导放大器的输出电路还设有与第五和第六

晶体管一致的相互是不同导电类型的第七和第八晶体管;

一种导电类型的第五晶体管与另一种类型的第六晶体管是成对的, 一种导电类型的第七晶体管与另一种类型的第八晶体管是成对的;

- 5 第七晶体管的基极或栅极与第八晶体管的基极或栅极相连接, 第五和第七晶体管的集电极或漏极与接地极 (GND) 或电源共接, 第六晶体管的集电极或漏极与电源或 GND 相连接, 第六晶体管的发射极或源极与第八晶体管的集电极或漏极相连接, 和第八晶体管的发射极或源极与 GND 或电源相连接;

一差动电流从输入电路输入给第五和第七晶体管的发射极或源极。

6. 如权利要求 5 所述的恒压电路,

- 10 其中, 在第五至第八晶体管中, 使用微小基极或栅极电流的晶体管是 PNP 型的晶体管, 其中晶体管的形成为一种横向结构, 相对于 PNP 型晶体管, 可设置一寄生的光电流补偿电路。

7. 如权利要求 5 所述的恒压电路,

- 15 其中, 在第五至第八晶体管中, 最好是使用微小基极或栅极电流的晶体管是 PNP 型的晶体管, 其中 PNP 型晶体管的形成为一种垂直结构。

8. 如权利要求 5 所述的恒压电路,

其中, 一电压提供给第五和第七晶体管的至少其中之一的集电极, 晶体管的集电极-发射极的电压设定为大致相同的值。

9. 如权利要求 5 所述的恒压电路,

- 20 其中, 第一缓冲器电路的输入与第五和第七晶体管的至少其中之一的基极或栅极相连接, 该缓冲器电路的输出与前述晶体管的集电极或漏极相连接。

10. 如权利要求 5 所述的恒压电路,

- 25 其中, 第一缓冲器电路的输入与第五和第七晶体管的至少其中之一的基极或栅极相连接, 移位直流电平的电平调节电路加在第一缓冲器电路的输出端, 第二缓冲器电路的输入与电平调节电路的输出相连接, 第二缓冲器电路的输出与第五和第七晶体管的至少其中之一的集电极或漏极相连接。

11. 一种红外遥控接收机, 它包括权利要求 1 所述的恒压电路。

## 恒压电路和使用恒压电路的红外遥控接收机

## 5 技术领域

本发明涉及一种最好在红外遥控接收机, 低频高灵敏传感器电路等中使用的恒压电路, 和一种配备该恒压电路的红外遥控接收机, 特别是涉及一种抑制其电源噪音的对策。

## 10 背景技术

图 9 是一种完全表示红外遥控接收机 1 的接收系统实例的方框图, 图 10A 至 10D 是其各部分的波形图。该接收机 1 将红外传输编码信号在外部光电二极管 2 中转换为图 10A 所示的光电信号  $I_{in}$  以能把该信号输入给作为集成电路构成的接收芯片 3, 和将在接收芯片 3 中解调过的图 10D 所示的输出信号 OUT 输出给控制电子元件等的微机。红外信号是经过大致从 30kHz 到 60kHz 的设定载波调制的 ASK 信号。

在接收芯片 3 中, 图 10A 所示的光电信号  $I_{in}$  依次在第一放大器 (HA) 4, 第二放大器 (2nd AMP) 5 和第三放大器 (3rd AMP) 6 中进行放大, 将图 10B 中用参考标号  $\alpha 1$  表示的载波分量从与载波频率匹配的带通滤波器 (BPF) 7 中取出。然后, 该载波分量经过下一级检测电路 8 以用参考标号  $\alpha 2$  表示的载波检测电平 Det 进行检测, 载波存在的时间在积分电路 9 中进行积分, 如图 10C 中用参考标号  $\alpha 11$  表示, 由此获得的积分输出 Int 在磁滞比较器 10 中与用参考标号  $\alpha 12$  表示的设定鉴别电平相比较, 从而能够识别载波的存在或不存在, 该信号作为图 10D 表示的输出信号 OUT 被数字输出。

25 低通滤波器 11 位于第一放大器 4 的输出侧, 通过它检测荧光灯和日光的直流电平, 在下一级的第二放大器 5 中, 直流电平部分从第一放大器 4 的直流输出中被去除, 将输出进行放大, 由此在某一电平消除荧光灯, 日光等噪音的影响。而且, 根据第一放大器 4 设置一 ABCC (自动偏流控制) 电路 12, 通过该 ABCC 电路 12, 响应于低通滤波器 11 的输出来控制第一放大器 4 的直流偏流。

30 迄今为止用上述方式构成的红外遥控接收机 1 和高灵敏度传感器电路的电源电压是一种已成为主流的 5V 系统。但是, 在最近几年, 外围 LST 的电源电压, 例

如已降低到 3v, 其功耗也降低了, 而且对于红外遥控接收机和高灵敏度传感器电路而言, 强烈希望降低电压。另一方面, 电源电压设备供应商要求具有较宽的范围。例如, 在一种系统中要求保证最小的工作电压为  $3.3\text{v} \pm 0.3\text{v}$ , 在另一种使用电池的系统中要求为 2.4v 或 1.8v。这样, 针对电压降低, 在一种设备中经常要求

5 电源电压有较宽的响应范围。

根据上述的这种响应, 电源噪音是设计中采取对策的问题之一。在绝大多数情况下电源噪音来自电源, 在某些情况下来自负荷侧, 由此引起电源电压的不稳定。在红外遥控接收机 1 和高灵敏度传感器电路中, 一放大器 (图 9 中用参考标号 4, 5 表示) 以一非常高的增益放大红外信号和传感器信号, 因此该放大器就很容易受到电源噪音的影响。在电源噪音影响电路中放大器工作的情况下, 它就被放大以

10 自始至终引起故障。

为此, 虽然在传感器电路等电源线中曾经推广插入和安装一噪音滤波器, 但是电源噪音的情况根据所使用的设备是不同的, 也经常产生问题。而且, 由于最近几年包装尺寸的减小, 因此很难在包装中安装这样的电源滤波器电阻和电容器,

15 这样在集成电路中就没有其它选择来构建一个抑制电源噪音对策的恒压电路。

图 11 是一种典型现有技术用于描述抑制电源噪音对策的视图。在该现有技术中, 通过在放大器 21 的电源偏流中插入一恒压电路 22, 就能降低电源噪音。该恒压电路 22 就是所谓的三端调节器。恒压电路 22 的直流输出电压  $V_s$  被固定, 通过防止电源电压  $V_{cc}$  产生变化, 即, 防止电源噪音传输给输出电压  $V_s$ , 就能防止或

20 降低电源噪音对放大器 21 的影响。

这里, 在所要求被响应的电源电压  $V_{cc}$  的电压范围同前述一样宽的情况下, 有关保证工作的最小电压就必须设定恒压电路 22 的输出电压值  $V_s$ 。因此, 放大器 21 的工作范围也受到该电压的限制。换句话说, 即使放大器在电源电压  $V_{cc}$  不是保证工作的最小电压的状态中使用, 例如, 即使在放大器在 3.3v 使用而其

25 最小工作电压是 2.4v 的情况下, 恒压电路 22 的输出电压  $V_s$  也要保持设定为低于 2.4v, 以便放大器 21 的最大输出幅值不会变为 3.3v, 而保持为 2.4v。

作为解决这种问题而采取对策的一个普通实例, 可引用是另一个现有技术的图 12 中所示的一种结构。在该现有技术中, 电源电压  $V_{cc}$  经过一 NPN 晶体管 q 提供给放大器 21, 电源电压  $V_{cc}$  经过由电阻 r 和电容器 c 构成的低通滤波器提供给晶

30 体管 q 的基极。因此, 电源噪音在低通滤波器中被降低, 电流容量保证在晶体管 q 中成为放大器 21 的偏压 ( $V_s$ ), 凭此获取抑制电源噪音的对策。由于偏压 ( $V_s$ )

随电源电压  $V_{cc}$  一起产生变化, 放大器 21 的工作范围在电源电压  $V_{cc}$  较高时能被扩大。

但是, 根据上述的现有技术, 存在一个问题, 因为处理大约几十 kHz 的低频信号的红外遥控接收机 1 和传感器电路要求 RC 的时间常数设定为一个较大的值, 因此就不可能轻而易举地实现积分。例如, 允许积分的电容值通常为 100pF 或更小。而且, 用于降低对芯片区域影响的实际电容值为 20pF 左右。为了在一定程度上实现消除电源噪音的能力而同时又使用该电容值, 就需要一个根据非常大电阻元件获得的较大时间常数。例如, 在它需要设定电源噪音消除率 PSRR 在 40kHz 对 40dB (1/100) 的情况下, 假定  $C=20\text{pF}$ , 电阻  $r$  的阻值  $R$  是通过下面所示的表达式获得的:

$$PSRR = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f C R)^2}} \quad \dots (1)$$

因此,

$$R = \sqrt{\frac{1}{(2\pi f C)^2} \left[ \frac{1}{PSRR^2} - 1 \right]} \approx 19.9\text{M}\Omega \quad \dots (2)$$

因此, 实际上很难将这种数量级的阻值设置在集成电路中。

而且, 根据上述现有技术, 还存在一个问题, 因为需要晶体管  $q$  的工作电压 ( $V_{BE}$ ), 在  $V_{cc}$  和  $V_s$  之间不同的  $V_{\alpha}$  值就变得较大, 放大器 21 的工作电压不会变得如此之大。

#### 发明内容

本发明的一个目的是提供一种具有允许积分的结构和能够与电源电压一起保证负载侧工作电压的恒压电路, 和提供一种使用该恒压电路的红外遥控接收机。

25 本发明提供一种通过输出一个响应于直流输入电源电压的直流恒压消除电源噪音的恒压电路,

该恒压电路包括:

一直流电平移位电路, 用于通过一设定的直流电压电平实现从输入电源电压开始的移位;

30 一电源噪音消除电路, 它包括一跨导放大器, 用于从直流电平移位电路输出消除电源噪音;

一 PNP 型晶体管，它串接入输入和输出端之间的电源线，PNP 型晶体管的基极通过电源噪音消除电路的输出驱动。

根据本发明，直流输入电源电压经过 PNP 型晶体管输出给负载侧，PNP 晶体管的发射极和集电极电压之间的差，即输入和输出电压差比较小，其基极通过一基极电流驱动，其中在电源噪音消除电路中从该基极电流中消除电源噪音。然后，在直流电平移位电路中通过从输入电源电压侧移位一电平来产生电源噪音消除电路的输入。

因此，输出电压响应于直流输入电源电压而变化，由于是 PNP 型晶体管，所以输入电流的电压电压降就相对较低，因此就能保证负载侧的工作电压。而且，由于电源噪音消除电路包括跨导放大器，通过将时间常数  $C/g_m$  的跨导  $g_m$  设定为较小值就能够获得一个允许积分的电容值  $C$ ，以能在低频时提高电源噪音消除率。

而且，在本发明中最好是将直流电平移位电路中的电平移位量设定成大约为 PNP 型晶体管集电极-发射极的饱和电压。

根据本发明，输出电压能达到电源电压的直流变化的最大值，以便它能够将负载侧电路的直流工作范围设定为一个最大值，同时能够充分地消除电源噪音。

更进一步地讲，在本发明中，最好是：

构成电源噪音消除电路的跨导放大器的输入电路设有相同导电类型的第一至第四晶体管 QN1 至 QN4 和电阻 R1。

第一和第二晶体管 QN1, QN2 的基极或栅极相互连接以变成跨导放大器的第一输入端，第一和第二晶体管 QN1, QN2 的发射极或源极与第一恒流源 F1 共接；

第三和第四晶体管 QN3, QN4 的基极或栅极相互连接以变成跨导放大器的第二输入端，第三和第四晶体管 QN3, QN4 的发射极或源极与第二恒流源 F2 共接；

第一和第二晶体管 QN1, QN2 的发射极或源极通过电阻 R1 与第三和第四晶体管 QN3, QN4 的发射极或源极相连接；和

第一和第四晶体管 QN1, QN4 的集电极或漏极与电源端相连接。

根据本发明，即使在将电阻 R1 的容量设定为一个允许与集成电路为一体的数值的情况下，它也能够产生非常低的跨导  $g_m$  和获得一足够的噪音消除率。

更进一步地讲，在本发明中，最好是：

构成电源噪音消除电路的跨导放大器的输出电路设有相互是不同导电类型的第五和第六晶体管 QP5, QN5；

第五晶体管 QP5 的基极或栅极与第六晶体管 QN5 的基极或栅极相连接；和



跨导放大器的电容  $C$  通过基极或栅极电流  $i_o$  进行充电或放电。

根据本发明, 第五和第六晶体管  $QP5$ ,  $QN5$  的基极或栅极电流  $i_o$  用于产生充分小的跨导  $g_m$ , 实现低通滤波器, 以便即使在将电容  $C$  设定为允许积分值的情况下, 它也能够获得响应于低频信号的较大时间常数。

5 更进一步地讲, 在本发明中, 最好是:

构成电源噪音消除电路的跨导放大器的输出电路设有对应于第五和第六晶体管的相互是不同导电类型的第七和第八晶体管  $QP6$ ,  $QN6$ ;

一种导电类型的第五晶体管  $QP5$  与另一种类型的第六晶体管  $QN5$  是成对的, 一种导电类型的第七晶体管  $QP6$  与另一种类型的第八晶体管  $QN6$  是成对的;

10 第七晶体管  $QP6$  的基极或栅极与第八晶体管  $QN6$  的基极或栅极相连接, 第五和第七晶体管  $QP5$ ,  $QP6$  的集电极或漏极与地 (GND) 或电源共接, 第六晶体管  $QN5$  的集电极或漏极与电源或 GND 相连接, 第六晶体管  $QN5$  的发射极或源极与第八晶体管  $QN6$  的集电极或漏极相连接, 和第八晶体管  $QN6$  的发射极或源极与 GND 或电源相连接;

15 一差动电流从输入电路输入给第五和第七晶体管  $QP5$ ,  $QP6$  的发射极或源极。

根据本发明, 通过形成输入电路以具有一差动结构, 它能够降低影响电源噪音消除电路自身的电源噪音, 即使在 PNP 型晶体管的基极或栅极端产生寄生的光电流时, 该光电流也能被消除, 它能够防止跨导  $g_m$  产生变化。

更进一步地讲, 在本发明中, 最好是使用微小基极或栅极电流  $i_o$  的第五至第八晶体管  $QP5$ ,  $QN5$ ,  $QP6$ ,  $QN6$  中的晶体管是 PNP 型的晶体管  $QP5$ ,  $QP6$ , 其中晶体管  $QP5$ ,  $QP6$  的形成成为一种横向结构, 相对于 PNP 型晶体管  $QP5$ ,  $QP6$ , 可设置一寄生的光电流补偿电路。

20 根据本发明, 它能够消除寄生的光电流, 该光电流是在第五至第八晶体管  $QP5$ ,  $QN5$ ,  $QP6$ ,  $QN6$  中, 使用微小基极或栅极电流  $i_o$  的 PNP 型晶体管  $QP5$ ,  $QP6$  是一种能够便于生产而不需要使用特殊工艺流程的横向结构的情况下产生的, 通过使用寄生的光电流补偿电路, 这样说, 它就能够抑制跨导  $g_m$  产生变化。

更进一步地讲, 在本发明中, 最好是使用微小基极或栅极电流  $i_o$  的第五至第八晶体管  $QP5$ ,  $QN5$ ,  $QP6$ ,  $QN6$  中的晶体管  $QP5$ ,  $QP6$  是 PNP 型的晶体管, 其中 PNP 型晶体管  $QP5$ ,  $QP6$  形成成为一种垂直结构。

30 根据本发明, 它能够降低自身的寄生光电流。

更进一步地讲, 在本发明中, 最好是一电压提供给第五和第七晶体管  $QP5$ ,  $QP6$

至少其中之一的集电极，晶体管的集电极-发射极的电压设定为大致相同的值。

根据本发明，能够降低由于第五和第七晶体管 QP5, QP6 之间的厄列效应（早期效应）产生的不平衡，和能够降低直流电压的偏移。

更进一步地讲，在本发明中，最好是第一缓冲器电路的输入与至少其中之一的  
5 第五和第七晶体管 QP5, QP6 的基极或栅极相连接，该缓冲器电路的输出与前述晶体管的集电极或漏极相连接。

更进一步地讲，在本发明中，最好是第一缓冲器电路的输入与至少其中之一的  
第五和第七晶体管 QP5, QP6 的基极或栅极相连接，移位直流电平的电平调节电路  
加在第一缓冲器电路的输出端，第二缓冲器电路的输入与电平调节电路的输出相  
10 连接，第二缓冲器电路的输出与至少其中之一的第五和第七晶体管 QP5, QP6 的集电极或漏极相连接。

根据本发明，第五和第七晶体管 QP5, QP6 的集电极-发射极电压对于电源电压的变化设定成恒定值，凭此能够降低由于相应晶体管 QP5, QP6 之间的厄列效应（早期效应）产生的不平衡，和能够降低直流电压的偏移。

15 更进一步地讲，本发明提供一种包括上述任一种恒压电路的红外遥控接收机。

根据本发明，该红外遥控接收机很容易受到电源噪音的影响，因为是一种负载电路的放大器处理低频信号，其增益较高，因此最好能够使用上述的恒压电路。

#### 附图说明

20 本发明的其它目的，特征和效果从下面参考附图的详细描述中将会变得更加清楚，其中：

图 1 是表示本发明一个实施例的恒压电路的电气结构的方框图；

图 2 是表示图 1 所示恒压电路中偏置电路实例的电路图；

图 3 是表示图 1 所示恒压电路中电源噪音消除电路结构实例的方框图；

25 图 4 是表示构成电源噪音消除电路的跨导放大器和缓冲器电路的具体结构的电路图；

图 5 是表示横向 PNP 型晶体管的截面剖视结构的视图；

图 6 是表示垂直 PNP 型晶体管的截面剖视结构的视图；

图 7 是表示本发明另一个实施例的恒压电路中电源噪音消除电路的电路图；

30 图 8A, 8B 是表示本发明其它实施例恒压电路中电源噪音消除电路结构的另一个实例的方框图；

图 9 是完全表示红外遥控接收机的接收系统实例的方框图;

图 10A 至 10D 是表示图 9 接收机各个部分的波形图;

图 11 是用于解释典型现有技术中抑制电源噪音所采取对策的视图;

图 12 是用于解释另一个现有技术中抑制电源噪音所采取对策的视图。

5

### 具体实施方式

现在, 参考附图, 在下面描述本发明的较佳实施例。

下面将根据图 1 至 6 解释本发明的一个实施例。

图 1 是表示本发明恒压电路 31 实施例的电路结构的方框图。该恒压电路 31  
10 包括一直流电平移位电路 32, 它通过一设定直流电压电平从直流输入电源电压  $V_{cc}$   
中实现移位; 一电源噪音消除电路 33, 它从直流电平移位电路的输出中消除电源  
噪音; 一差动放大电路 34, 它将电源噪音消除电路 33 的输出与如图 9 中所示的放  
大器 4, 5 的负载侧电路的输出电压  $V_s$  相比较, 响应于该差动输出一电压; 和一  
PNP 型晶体管 Q, 它的基极由差动放大电路 34 的输出驱动, 它串接在输入和输出  
15 端之间的电源线上。该差动放大电路 34 和晶体管 Q 构成一电压跟随电路。

直流电平移位电路 32 具体包括: 一偏置电阻 R, 它逐步降低直流输入电源电  
压  $V_{cc}$ , 并提供给电源噪音消除电路 33; 和一偏置电路 35, 它响应于输入电源电  
压  $V_{cc}$  将偏置电阻 R 的电压降设定为一预设的直流电压电平, 并将偏置电流提供  
给电源噪音消除电路 33 和差动放大电路 34。

20 图 2 是表示偏置电路 35 结构实例的电路图。该偏置电路 35 一般包括: 一参  
考电流产生电路 35a, 它产生一参考电流  $I_0$ ; 和一偏置电流产生电路 35b, 根据参  
考电流  $I_0$  为相应电路产生电流  $I_1$  至  $I_4$ 。

参考电流产生电路 35a 包括晶体管 Q1 至 Q3 和电阻 R1, R2。在本发明的实施  
例中, 晶体管 Q1 是 PNP 型晶体管, 晶体管 Q2, Q3 是 NPN 型晶体管。电阻 R1 和晶  
25 体管 Q1 的串联电路和晶体管 Q2, Q3 和电阻 R2 的串联电路连接在电源电压  $V_{cc}$  的  
电源线和接地 (GND) 线之间。电阻 R2 的端电压提供给晶体管 Q1 的基极, 晶体管  
Q2 的基极和集电极通过二极管连接相互连接, 晶体管 Q3 的基极与晶体管 Q1 的集  
电极相连接。因此, 晶体管 Q1 通过电阻 R1 进行偏置, 晶体管 Q1 的电流  $V_{BE}/R_2$   
流过晶体管 Q2 集电极中以成为参考电流  $I_0$ 。

30 偏置电流产生电路 35b 包括晶体管 Q4 至 Q10。在本发明的实施例中, 晶体管  
Q4 是 PNP 型晶体管, 晶体管 Q5 至 Q10 是 NPN 型晶体管。晶体管 Q4, Q5 的串联电

路和晶体管 Q6, Q7 的串联电路连接在电源电压  $V_{cc}$  的电源线和 GND 线之间, 晶体管 Q4 的基极与晶体管 Q4 一起组成电流镜像电路的晶体管 Q2 的基极相连接, 晶体管 Q4 的集电极电流变成参考电流  $I_0$ . 晶体管 Q5 与晶体管 Q7 一起组成一电流镜像电路, 晶体管 Q6 的基极与晶体管 Q5 的集电极相连接. 晶体管 Q7 与相应的晶体管 Q8 至 Q10 一起组成电流镜像电路. 其结果, 根据参考电流  $I_0$  从晶体管 Q8 至 Q10 的集电极流出的电流  $I_4; I_1, I_2; I_3$  作为偏置电流分别提供给偏置电阻 R, 电源噪音消除电路 33 和差动放大电路 34.

虽然电源噪音消除电路 33 在被消除的电源噪音的频率和频率范围受到限制时是通过, 例如低通滤波器实现的, 但是最好使用如陷波滤波器的带阻滤波器以提高消除噪音的能力.

这样说, 直流输出电压  $V_s$  一直保持为  $V_{cc} - \text{电平移位电压} (=V_\alpha)$ , 它能够响应于电源电压  $V_{cc}$  将负载侧的工作电压 ( $V_s$ ) 设定为最大值. 而且, 由于直流电平移位电路 32 从偏置电路 35 产生的偏置电流和偏置电阻 R 中获得一电平移位电压  $V_\alpha$ , 因此就能很容易地产生无限制的电平移位电压.

该电平移位电压  $V_\alpha$  设定成大约为 NPN 型晶体管 Q 的集电极-发射极饱和电压, 例如, 为 0.2v. 这样说, 它能够响应于直流输入电源电压  $V_{cc}$  的直流变化将输出电压  $V_s$  设定成大约为  $V_{cc} - 0.2v$ , 使偏置电压达到最大值, 以便它能够将负载侧电路的工作范围设定为最大值, 充分地消除电源的噪音.

图 3 是表示电源噪音消除电路 3 结构实例的方框图. 如前所述, 该电源噪音消除电路 33 是通过一低通滤波器而形成的, 它包括一跨导放大器 36, 一反相输入缓冲器电路 37, 和一电容器 C. 差动结构的跨导放大器 36 的非反相输入成为低通滤波器的输入  $LPFin$ , 跨导放大器 36 的输出与反相输入缓冲器电路 37 的输入相连接, 其连接点与电容器 C 的一端相连接, 电容器 C 的另一端接地 GND. 跨导放大器 36 的反相输入与反相输入缓冲器电路 37 的输出相连接, 其连接点成为低通滤波器的输出  $LPFout$ .

通过使用这种方式构成的低通滤波器和将跨导放大器 36 的跨导  $g_m$  设定为较小值, 它能够很容易地提高电源噪音消除能力. 该电路的频率特性的传输功能  $H_{LFF}(s)$  可用下面所示的表达式表示:

$$H_{LFF}(s) = \frac{1}{1 + s \frac{C}{g_m}} \quad \dots (3)$$

虽然为了提高低频时电源噪音消除率需要将时间常数  $C/g_m$  设定为较大值,但是它能够通过在  $C$  设定为允许积分的值时将  $g_m$  设定为较小值而很容易地将时间常数设定为较大值。

图 4 是表示跨导放大器 36 和反相输入缓冲器电路 37 具体结构的电路图。该跨导放大器 36 通常包括: 一输入电路 41, 一输出电路 42, 寄生光电流补偿电路 43, 44 和电流镜像电路 45, 46。输入电路 41 和输出电路 42 是用于产生非常低跨导  $g_m$  的电路。首先, 将解释这些电路。

输入电路 41 是由相同导电类型的晶体管 QN1 至 QN4 和电阻 R0 构成。在本发明的实施例中, 晶体管 QN1 至 QN4 是 NPN 型晶体管。晶体管 QN1, QN2 的基极相互连接成为跨导放大器 36 的第一输入端。而且, 晶体管 QN1, QN2 的发射极与提供电流 I1 的恒流源 F1 共接。同样, 晶体管 QN3, QN4 的基极相互连接成为跨导放大器 36 的第二输入端。而且, 晶体管 QN3, QN4 的发射极与提供电流 I1 的恒流源 F2 共接。此外, 晶体管 QN1, QN2 的发射极通过电阻 R0 与晶体管 QN3, QN4 的发射极相连接, 晶体管 QN1, QN4 的集电极与电源端相连接。

另一方面, 输出电路 42 具有一对一个是另一种导电型的晶体管 QP5, 一个是另一种导电型的晶体管 QN5 和一对一个是另一种导电型的晶体管 QP6, 一个是另一种导电型的晶体管 QN6。在本发明的实施例中, 晶体管 QP5, QP6 是 PNP 型的晶体管, 晶体管 QN5, QN6 是 NPN 型的晶体管。晶体管 QP5 的基极与晶体管 QN5 的基极相连接, 晶体管 QP6 的基极与晶体管 QN6 的基极相连接, 晶体管 QP5, QP6 的集电极与 GND 共接, 晶体管 QN5 的集电极与电源电压 Vcc 相连接, 晶体管 QN5 的发射极与晶体管 QN6 的集电极相连接, 晶体管 QN6 的发射极与 GND 相连接。

电流镜像电路 45, 46 分别由相同导电类型的晶体管 QP1, QP2; QP3, QP4 构成。在本发明的实施例中, 晶体管 QP1 至 QP4 是 PNP 型的晶体管。

在一个电流镜像电路 45 中, 晶体管 QP1, QP2 的基极相互连接, 晶体管 QP1 的集电极与晶体管 QP1, QP2 的基极共接。晶体管 QP1, QP2 的发射极分别与电源电压 Vcc 相连接。晶体管 QP1 的集电极与输入电路 41 的晶体管 QN2 的集电极相连接。晶体管 QP2 的集电极与输出电路 42 的晶体管 QP5 的发射极相连接。

在另一个电流镜像电路 46 中, 晶体管 QP3, QP4 的基极相互连接, 晶体管 QP3 的集电极与晶体管 QP3, QP4 的基极共接。晶体管 QP3, QP4 的发射极分别与电源电压 Vcc 相连接。晶体管 QP3 的集电极与输入电路 41 的晶体管 QN3 的集电极相连接。晶体管 QP4 的集电极与输出电路 42 的晶体管 QP6 的发射极相连接。

这里, 晶体管 QP1, QP2; QP3, QP4 的发射极面积比分别为 S3: S4。

寄生光电流补偿电路 43 分别由相同导电类型的晶体管 QP9, QP10; QP11, QP12 构成。在本发明的实施例中, 晶体管 QP9 至 QP12 是 PNP 型的晶体管。

5 在一个寄生光电流补偿电路 43 中, 晶体管 QP9, QP10 的基极相互连接, 晶体管 QP9 的集电极与晶体管 QP9, QP10 的基极共接。晶体管 QP9, QP10 的发射极分别与电源电压 Vcc 相连接。晶体管 QP10 的集电极与输出电路 42 的晶体管 QP5, QN5 的基极共接。

10 在另一个寄生光电流补偿电路 44 中, 晶体管 QP11, QP12 的基极相互连接, 晶体管 QP11 的集电极与晶体管 QP11, QP12 的基极共接。晶体管 QP11, QP12 的发射极分别与电源电压 Vcc 相连接。晶体管 QP12 的集电极与输出电路 42 的晶体管 QP6, QN6 的基极共接。

反相输入缓冲器电路 37 是由相互为不同导电类型的晶体管 QP7, QP8, QN7, QN8 和提供电流 I2 的恒流源 F3 构成。在本发明的实施例中, 一种导电类型的晶体管 QP7, QP8 是 PNP 型的晶体管, 另一种导电类型的晶体管 QN7, QN8 是 NPN 型的晶体管。

15 晶体管 QN7, QN8 的基极相互连接, 晶体管 QN8 的集电极与晶体管 QN7, QN8 的基极共接。晶体管 QN7, QN8 的发射极分别与 GND 相连接。晶体管 QN7 的集电极与晶体管 QP7 的基极相连接。

20 晶体管 QP7 的基极与输出电路 42 的晶体管 QP5, QN5 的基极相连接。晶体管 QP7 的发射极经过恒流源 F3 与电源电压 Vcc 相连接, 还与作为跨导放大器 36 的第二输入端工作的输入电路 41 的晶体管 QN3, QN4 的基极相连接。晶体管 QP7 的集电极与晶体管 QP8 的发射极相连接。晶体管 QP8 的基极与晶体管 QN8 的集电极相连接。晶体管 QP8 的集电极与 GND 相连接。晶体管 QP7 的发射极作为反相输入缓冲器电路 37 的输出端工作, 成为低通滤波器的输出 LPFout。

25 作为差动电流的晶体管 QN2, QN3 的集电极电流  $i_{n2}$ ,  $i_{n3}$  在电流镜像电路 45, 46 中被返回, 分别输入给晶体管 QP5, QP6 的发射极, 将晶体管 QP5, QN5 的基极作为电流输出, 电容器 C 的一端与该输出相连接。作为输入 LPFin 的电压 Vin 在晶体管 QN2, QN3 的基极端之间输入, 电流  $i_{n2}$ ,  $i_{n3}$  以反相分别从电流镜像电路 45, 46 作为集电极电流输出给晶体管 QN2, QN3 的集电极。

30 晶体管 QN1, QN2 的发射极面积比和晶体管 QN4, QN3 的发射极面积比分别用 S1: S2 表示, 跨导是  $g_{m1}$ ,  $g_{m1}$ ,  $i_{n2}$  和  $i_{n3}$  分别从下面的所示表达式中获得:

$$gm1 = \frac{1}{R2} \times \frac{S2}{S1 + S2} \quad \dots (4)$$

$$in2 = vin \times gm1 = vin \times \frac{1}{R2} \times \frac{S2}{S1 + S2} \quad \dots (5)$$

5

$$in3 = -vin \times gm1 = -vin \times \frac{1}{R2} \times \frac{S2}{S1 + S2} \quad \dots (6)$$

在此情况下, 为了方便起见晶体管 QN2, QN3 的发射极电阻可忽略。

下面, 作为集电极电流  $in2, in3$  取出的电流分别在晶体管 QP1, QP2 和晶体管 QP3, QP4 的电流镜像电路 45, 46 中作为电流  $ip2, ip3$  被返回, 输入给输出电路 42 的相应晶体管 QP5, QP6 的发射极。在本发明的实施例中, 晶体管 QP1 至 QP4 是 PNP 型的晶体管。虽然通过降低晶体管 QP1, QP2 和晶体管 QP3, QP4 的电流镜像电路 45, 46 的反射系数能够较多地降低跨导  $gm$ , 但是这里为了方便假定反射系数是 1: 1。

跨导放大器 36 的输出是晶体管 QP5 的基极与晶体管 QN5 的基极相连接的节点。获得晶体管 QP5 的基极电流  $ip5b$  和晶体管 QN5 的基极电流  $in5b$  和得到整个跨导放大器 36 的跨导  $gm$  可用下面的表达式表示。这里, 晶体管的电流放大率  $hfe$  在 PNP 型晶体管中用  $hfep$  表示, 在 NPN 型晶体管中用  $hfen$  表示。

首先, 下面的表达式为:

$$ip5b = ip2 \times \frac{1}{hfep} = in2 \times \frac{1}{hfep} \quad \dots (7)$$

20

$$\begin{aligned} in5b &= ip3 \times \frac{1}{hfep} \times hfen \times \frac{1}{hfen} \\ &= in3 \times \frac{1}{hfep} \quad \dots (8) \end{aligned}$$

根据上述的表达式 5 至 8, 可获得下面的表达式:

25

$$\begin{aligned} ip5b &= in2 \times \frac{1}{hfep} \\ &= vin \times \frac{1}{R2} \times \frac{S2}{S1 + S2} \times \frac{1}{hfep} \quad \dots (9) \end{aligned}$$

30

$$in5b = in3 \times \frac{1}{hfep}$$

$$= -v_{in} \times \frac{1}{R_2} \times \frac{S_2}{S_1 + S_2} \times \frac{1}{h_{fep}} \quad \dots (10)$$

根据上述的表达式 9, 10, 电容器 C 的电流  $i_o$  表达如下:

$$\begin{aligned} i_o &= i_{p5b} - i_{n5b} \\ &= v_{in} \times \frac{1}{R_2} \times \frac{S_2}{S_1 + S_2} \times \frac{1}{h_{fep}} \times 2 \quad \dots (11) \end{aligned}$$

因此, 可得到下面的表达式:

$$g_m = \frac{i_o}{v_{in}} = \frac{1}{R_2} \times \frac{S_2}{S_1 + S_2} \times \frac{1}{h_{fep}} \times 2 \quad \dots (12)$$

这里, 例如, 假定  $R_2 = 400k\Omega$  (集成电路中电阻的实际最大值),  $S_1: S_2 = 4: 1$ ,  $h_{fep} = 50$  和  $C = 20pF$ , 可得到下面的表达式:

$$g_m = \frac{1}{400k\Omega} \times \frac{1}{4 + 1} \times \frac{1}{50} \times 2 = \frac{1}{50M\Omega} \quad \dots (13)$$

因此, 能够很容易地产生非常大的电阻, 即, 非常小的跨导  $g_m$ 。例如, 在大约为 40kHz 的低通滤波器的噪音消除率用下面的方式计算出:

$$\begin{aligned} |H_{LPF}(s)| &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{2\pi f C}{g_m} \right]^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{2\pi \times 40kHz \times 20pF}{1/50M\Omega} \right]^2}} \approx 0.004 \quad \dots (14) \end{aligned}$$

然后, 从上述值大致为 0.004 中噪音消除能力变为大致为 48dB, 它能够充分满足迄今为止所要求的电源噪音消除的能力。

虽然预言电源噪音从直流输入电源电压  $V_{cc}$  中直接影响低通滤波器自身, 但是这种噪音能被消除, 因为跨导放大器 36 具有一个与晶体管 QN2, QN3 相同的差动结构, 是一对称结构。

如上所述, 由于使用了晶体管 QP5, QN5 的基极电流  $i_o$ , 和产生足够小的跨导  $g_m$  以实现低通滤波器, 因此即使在电容 C 设定为允许积分的值时, 它也能够获得对应于低频信号的较大时间常数。而且, 集成电路的方法通常是非常广泛的, 通



过使用非常低的成本方法就能够实现。此外，由于它能够使用数十个电路元件就能实现，因此它的构成成本就较低。

在一种检测如上述红外遥控光等的设备中，总的来说，它就不能避免光进入或回绕该设备以使集成电路的寄生光电二极管工作。在此情况下，就特别需要注意 PNP 型晶体管。在一般的双极性集成电路中，能够便于制造而不需要使用特殊工艺过程的横向结构就经常用作 PNP 型晶体管。但是，横向的 PNP 型晶体管具有一种设有基极端的寄生光电二极管的结构。其截面结构视图如图 5 所示。

因此，在使用微小电流和横向 PNP 型晶体管用于图 4 所示的电路中的情况下，该电路由于光的回绕不能根据设计值而工作。通常假定在最坏的情况下寄生光电流为几个 nA。因此，在处理较小电流的情况下它是个问题。本发明的构成方式能使输入电路 41 具有如上所述的差动结构，因此，即使在晶体管 QP5, QP6 的基极端产生寄生光电流时，该寄生光电流也能被消除，跨导  $g_m$  不会产生变化。但是，在使用晶体管的处理非常小的基极电流的这些部件中，能够通过添加由相同结构的晶体管而形成的寄生光电流补偿电路 43, 44 降低寄生光电流的影响。

换句话说，在图 4 电路的实例中，由使用横向 PNP 型的晶体管 QP5, QP6 构成的跨导放大器 36 的输出电路 42 配备分别用晶体管 QP9, QP10, QP11, QP12 形成的电流镜像电路构成的寄生光电流补偿电路 43, 44。因此，它能够降低寄生光电流对微小电流的影响。

另一方面，考虑到寄生光电流的影响，它还能够通过使用垂直的 PNP 型晶体管作为 PNP 型晶体管来降低寄生光电流本身。在图 6 中，图示的是常用垂直 PNP 型晶体管的截面结构图。

虽然即使在此情况下，由于光的回绕在寄生的光电二极管中产生寄生光电流，但是基极端的寄生光电二极管很难受到这种回绕的影响，易于受到这种回绕影响的寄生光电二极管的电流从外延岛流向图 6 所示的衬底，以便对电路工作不会产生影响。而且在上述方式中，寄生光电流对微小电流的影响能被降低。

下面将根据图 7, 8A, 8B 解释本发明的另一个实施例。

图 7 是表示本发明另一个实施例的恒压电路中电源噪音消除电路 33a 的电路图。该电源噪音消除电路 33a 与图 4 中所示的电源噪音消除电路 33 相似。相应的部分设有相同的参考标号，省略对其所作的解释。应该注意在该电源噪音消除电路 33a 中，在跨导放大器的输出电路 42a 内，PNP 型晶体管 QP5 的集电极经过参考电压源 50 与 GND 相连接。

这是起抑制作用，因为单个晶体管具有不同的集电极-发射极电压  $V_{ce}$ ，在晶体管之间就会产生电流差，在上述的表达式 7 至 10 中产生误差，输出到差动放大电路 34 的输出 LPFout 的直流电压偏离而产生一个偏差，对于图 1 的直流电平移位电压来说，关系式  $V_s = V_{cc} - V_{\alpha}$  偏离而产生特性变化。换句话说，对于晶体管 QP5 的集电极来说，参考电压源 50 的参考电压  $V_{ref}$  经过调节以便晶体管 QP5 的集电极-发射极电压  $V_{ce}$  具有与晶体管 QP6 集电极-发射极电压  $V_{ce}$  值大致相等的值，晶体管 QP5 的集电极-发射极电压  $V_{ce}$  要求与晶体管 QP6 的集电极-发射极电压  $V_{ce}$  相匹配。因此它能够抑制输出 LPFout 的偏差。

而且，虽然在此描述的是 PNP 型晶体管，因为在 PNP 型晶体管中，厄列电压（早期电压）是较低的，与 NPN 型晶体管相比较电流放大率通常易于受到集电极-发射极电压  $V_{ce}$  的影响，但是它也对 NPN 型晶体管适用。

图 8A 是进一步降低集电极-发射极电压  $V_{ce}$  影响的一种结构的方框图。在图 4 的结构中，电源电压  $V_{cc}$  的直流电平产生变化时，跨导放大器输出电路 42 的晶体管 QP6 的集电极-发射极电压  $V_{cc}$  就通过晶体管 QN6 的基极-发射极电压  $V_{BE}$  和晶体管 QP6 的基极-发射极电压  $V_{BE}$  基本上固定为  $2V_{BE}$ ，而在晶体管 QP5 基极的直流电压产生变化时，因此就会在晶体管 QP5、QP6 的特性中产生不平衡，产生偏差电压。

参考图 8A，第一缓冲器电路 51 的输入与晶体管 QP5 的基极相连接。移位直流电平的电平调节电路 52 的输入与第一缓冲器电路的输出相连接。因此，电平调节电路 52 添加在第一缓冲器电路 51 的输出。第二缓冲器电路 53 与电平调节电路 52 的输出相连接，第二缓冲器电路 53 的输出与晶体管 QP5 的集电极相连接。

在图 8A 的结构中，通过将晶体管 QP5 的基极电压经过第一缓冲器电路 51 加给电平调节电路 52，和响应于该基极电压偏置第二缓冲器电路 53 中的晶体管 QP5 的集电极电压，晶体管 QP5 的集电极-发射极电压  $V_{ce}$  一直保持恒定。因此，晶体管 QP5 的集电极-发射极电压  $V_{ce}$  就变为固定电压而不管电源电压  $V_{cc}$  的变化，其结果它就能够工作而不会产生厄列效应的影响。

而且，虽然集电极-发射极  $V_{cc}$  的影响通过本发明实施例中图 8A 所示的结构能够改善很多，但是也可用图 8B 所示的结构来替换它。换句话说，参考图 8B，第一缓冲器电路 51 的输入与晶体管 QP5 的基极相连接。第一缓冲器电路 51 的输出与上述晶体管的集电极相连接。而且在这种结构中，它能够获得与图 8A 所示结构的同样效果。

更进一步地讲,通过使用图 1 至 8B 所示的本发明实施例的恒压电路代替用在图 9 所示红外遥控接收机 1 中的恒压电路 20,它能够实现很难受到电源噪音影响的红外遥控接收机。

5 虽然双极性晶体管可用作构成本发明实施例中电源噪音消除电路 33 的晶体管,但是也可用场效应管(FET)来代替它。而且,场效应管或者是结型场效应管,或者是MOS型场效应管(MOS FET)。在使用场效应管的情况下,在本说明书有关电源噪音消除电路 33 的描述中,PNP型晶体管可考虑作为p沟道型FET,NPN型晶体管可考虑作为n沟道型FET,基极,集电极和发射极可分别看作是栅极,漏极和源极。而且,在这种结构中,它能够获得与本发明实施例中相同的效果。

10 在没有脱离本发明的精神或实质特征的情况下本发明可以其它的具体形式来体现。因此本发明的实施例无论从哪方面来看可被看作是起解释作用的,而不是起限制作用,本发明的保护范围用后面的权利要求而不是前面的描述来表示,因此所有落在权利要求的意义和等效范围内的变化都被认为包含在此中。

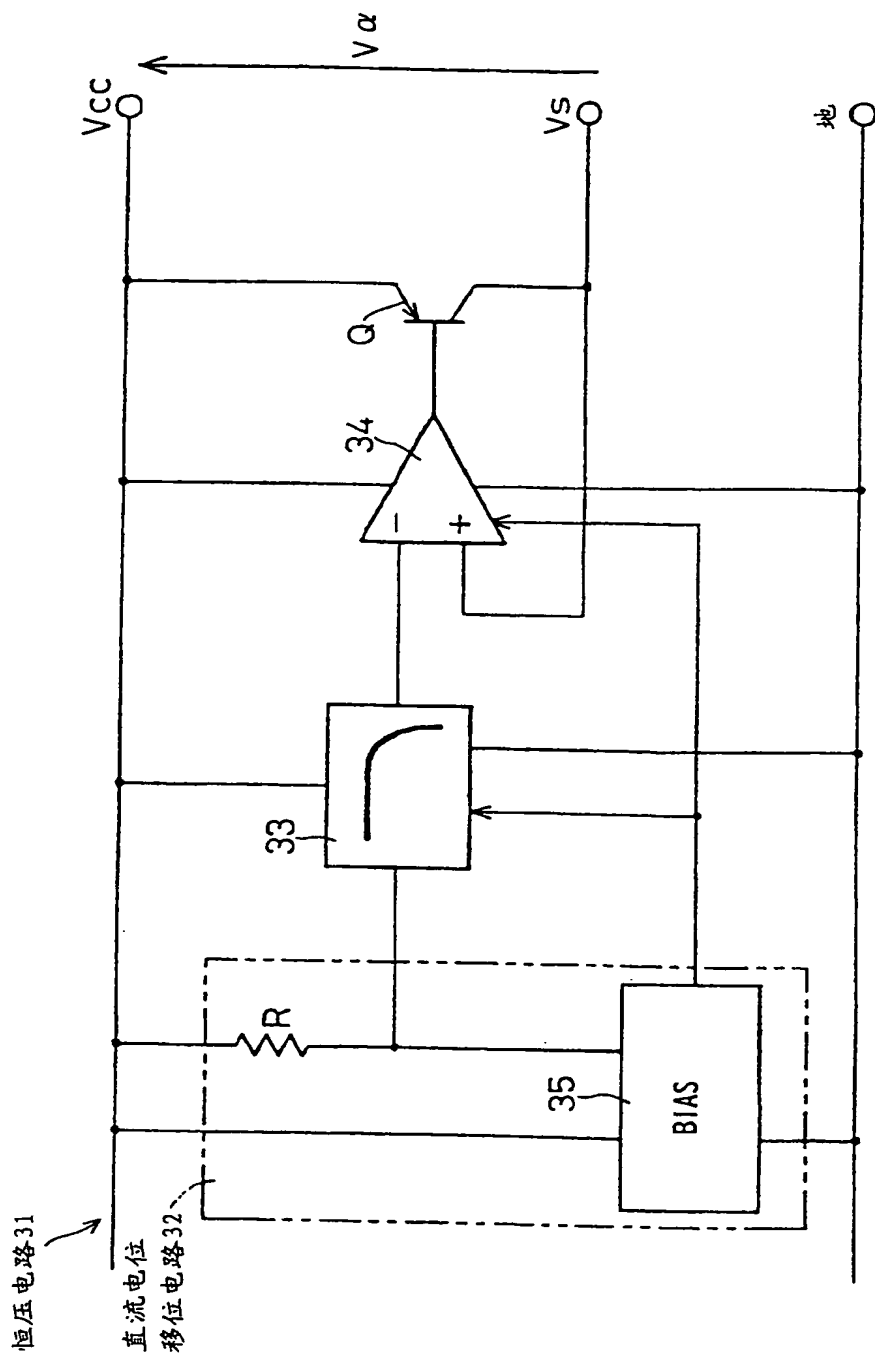


图 1

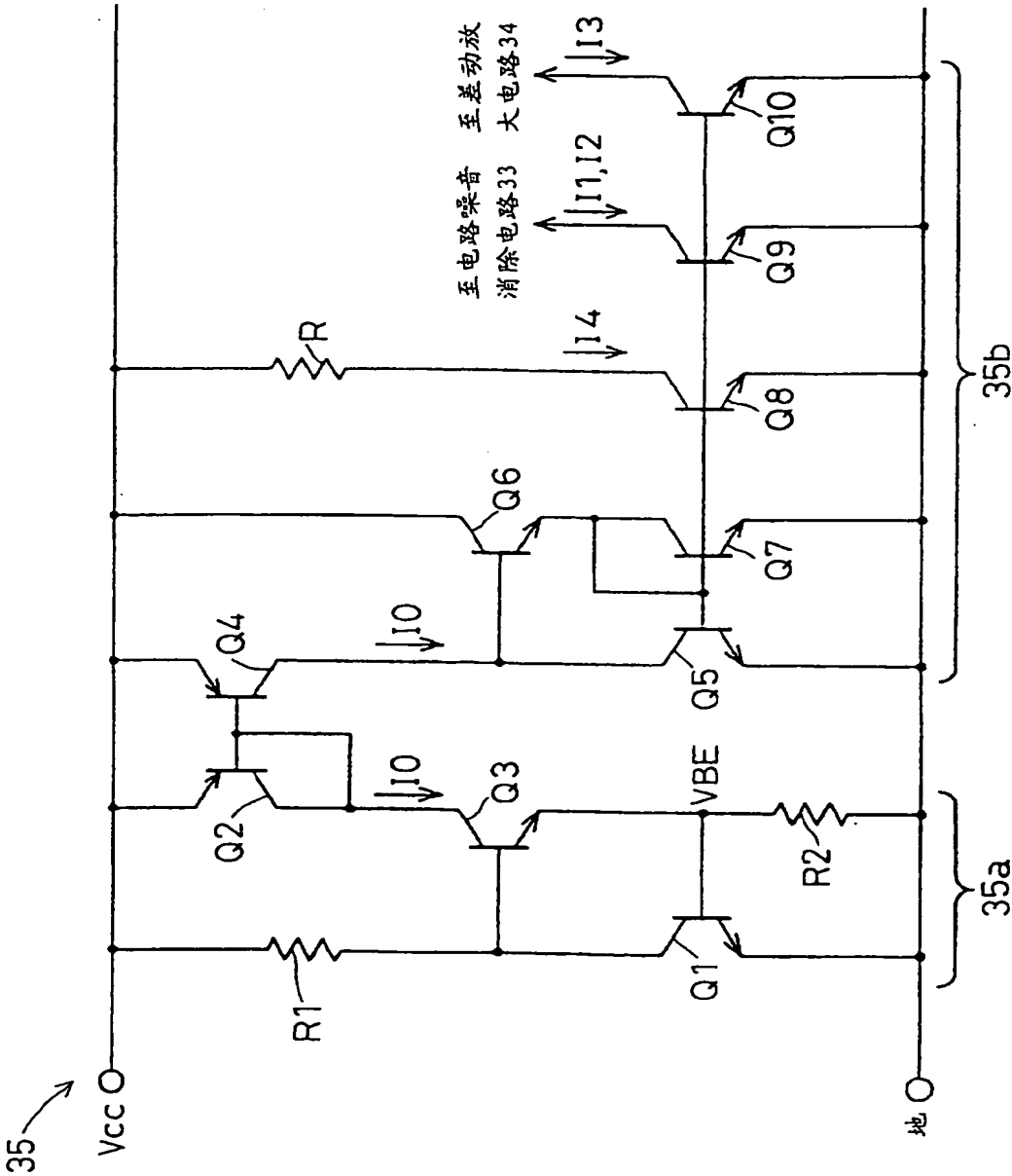


图 2

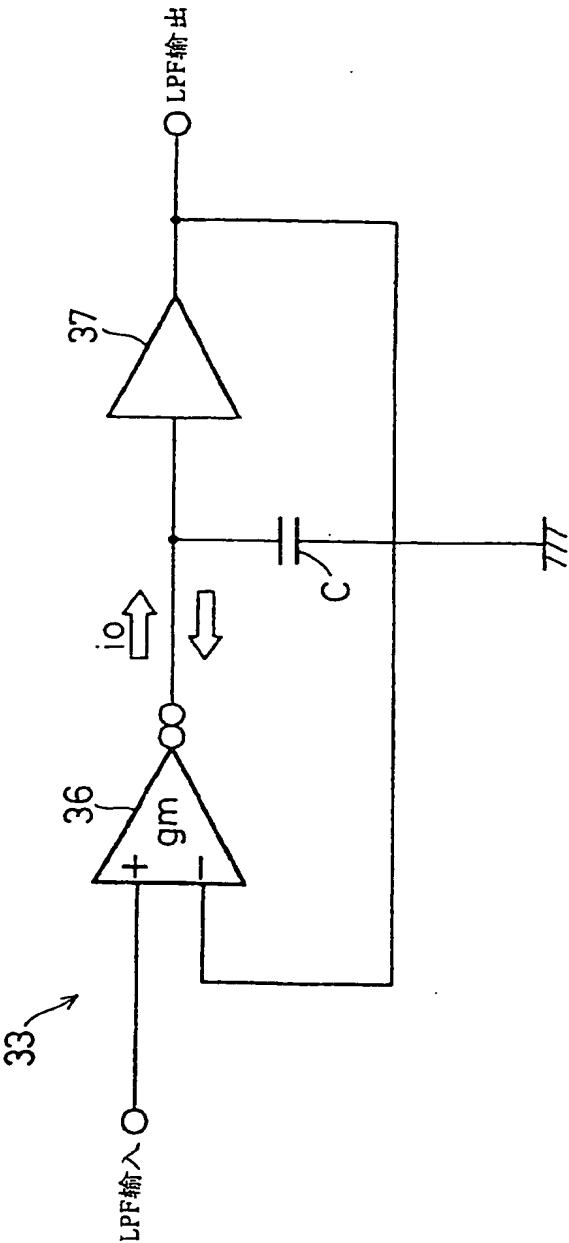


图 3

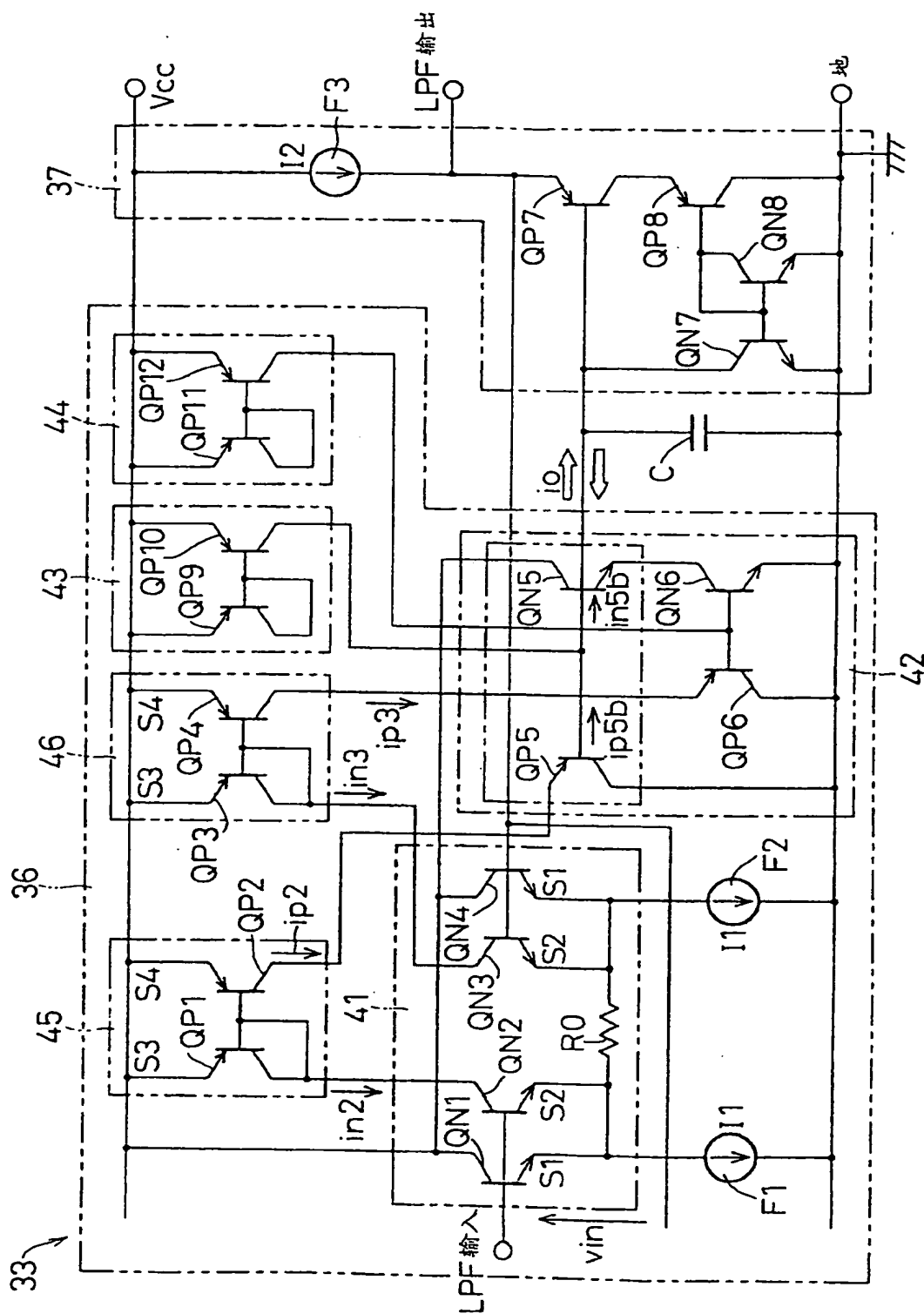


图 4

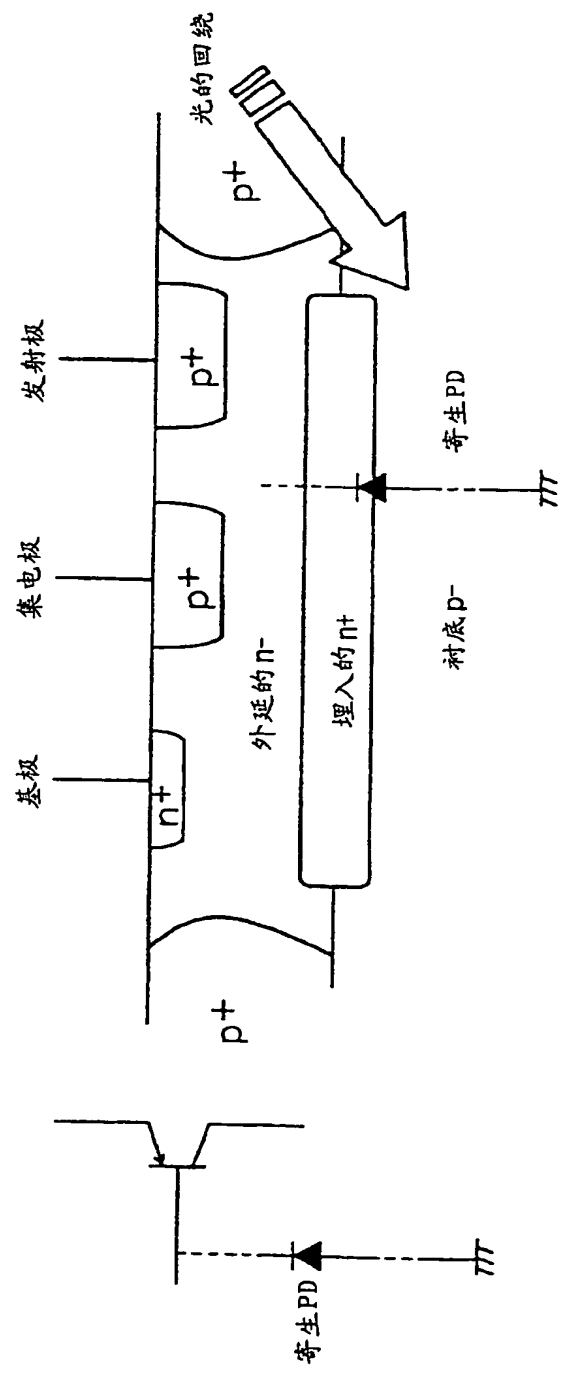


图 5



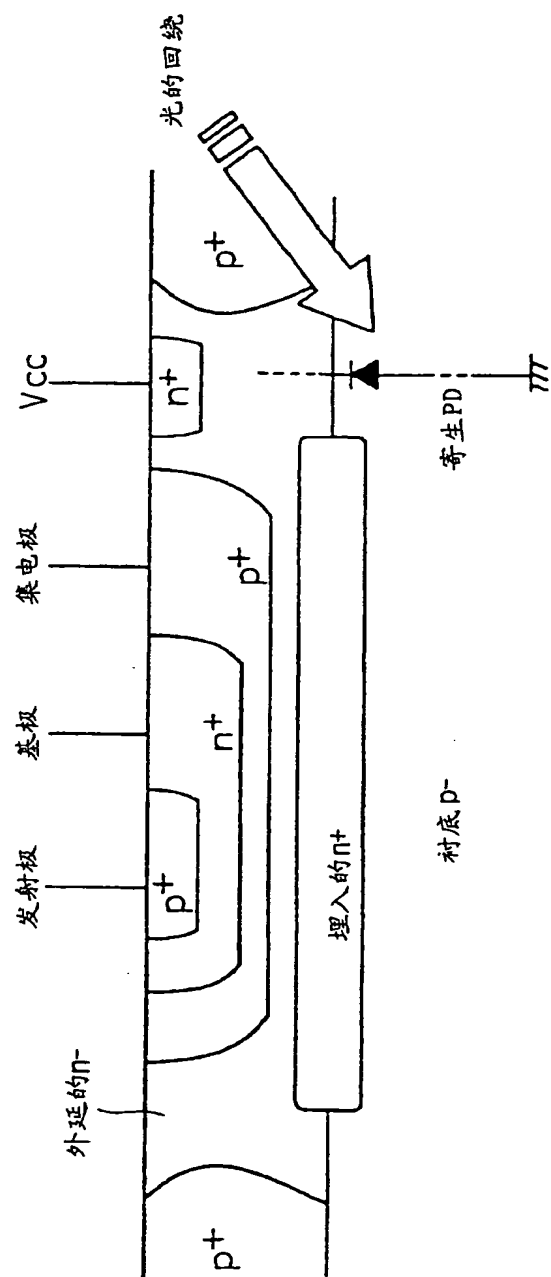


图 6

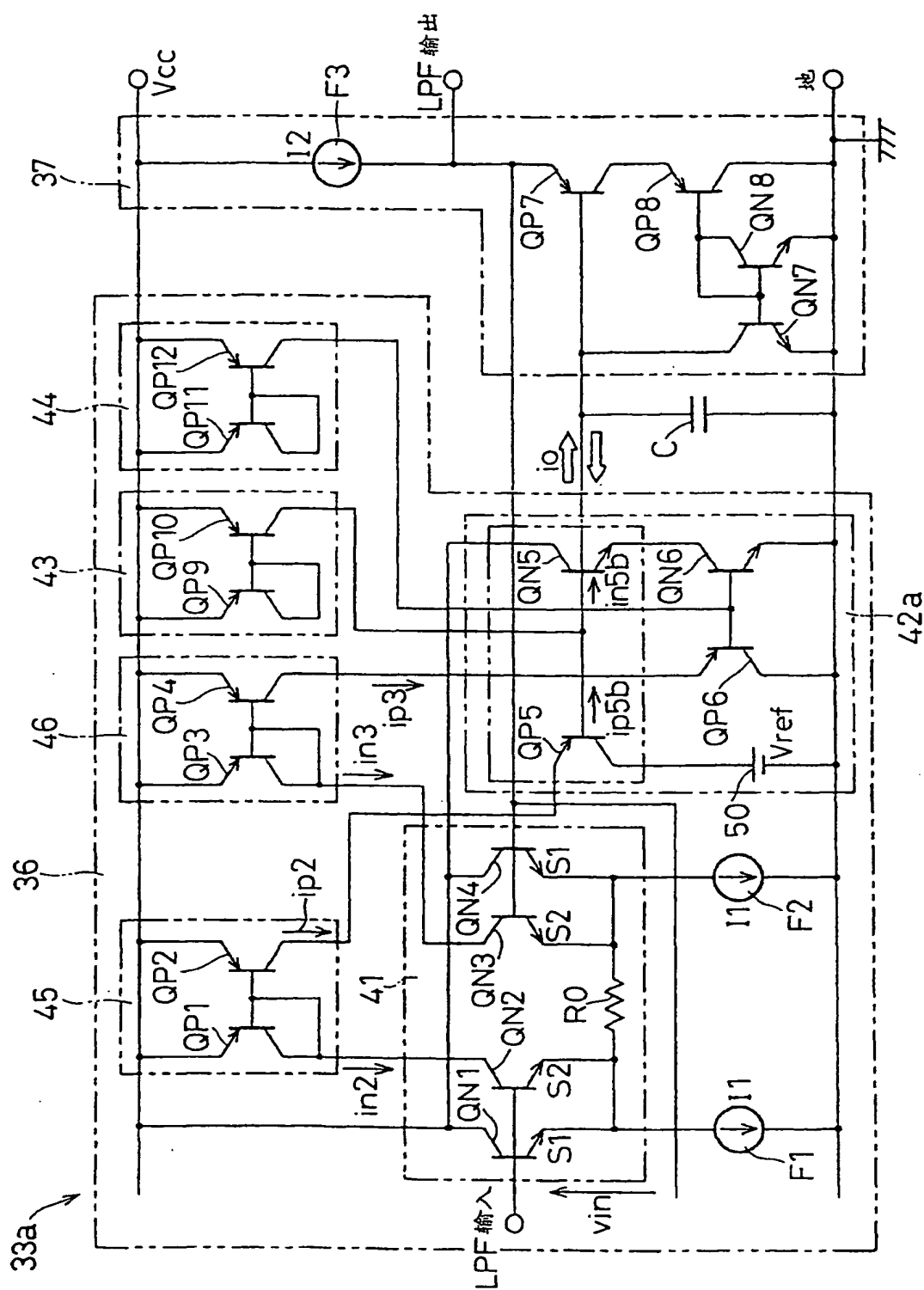


图 7

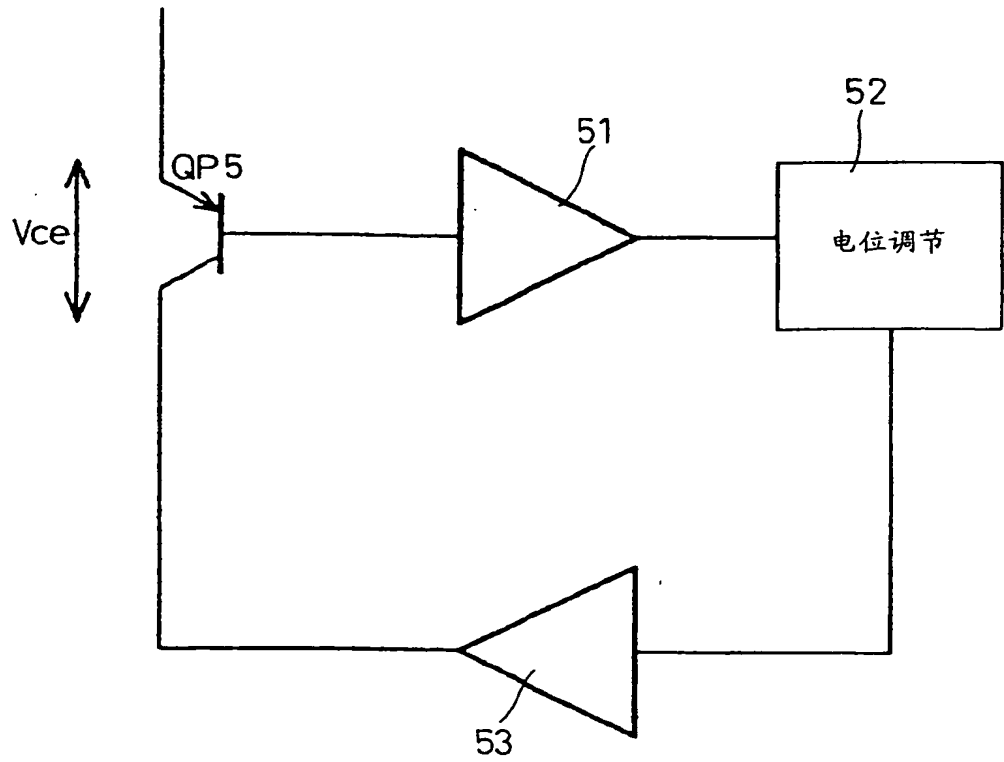


图 8A

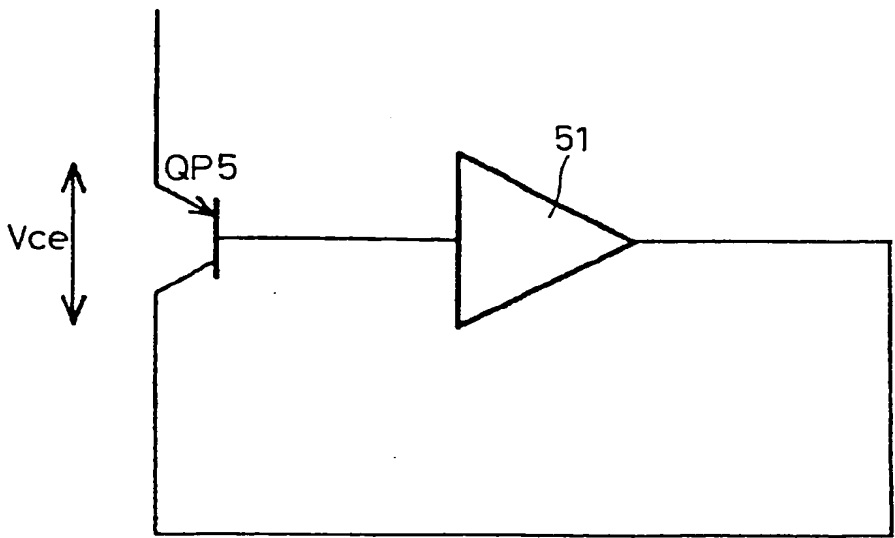


图 8B

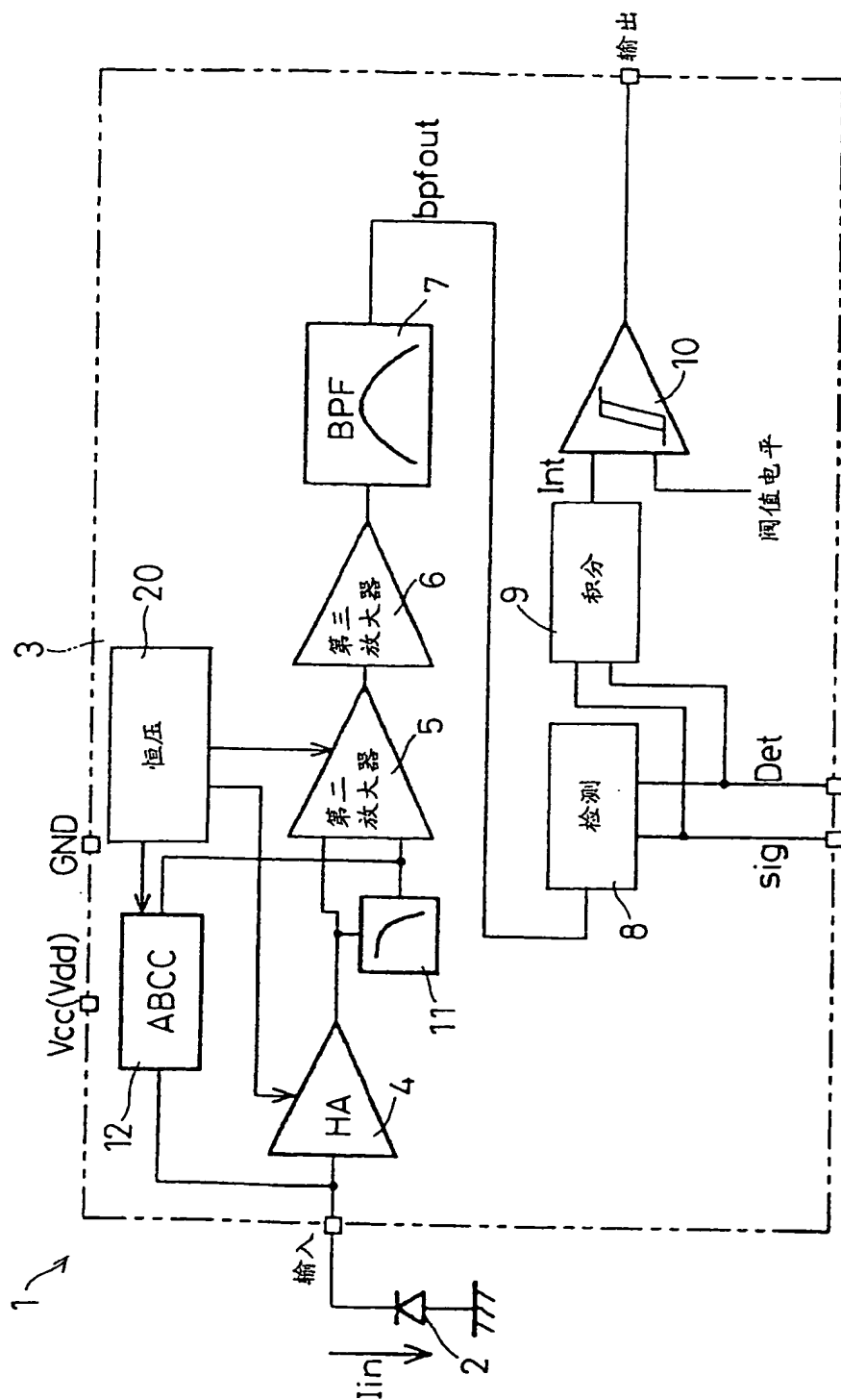


图 9

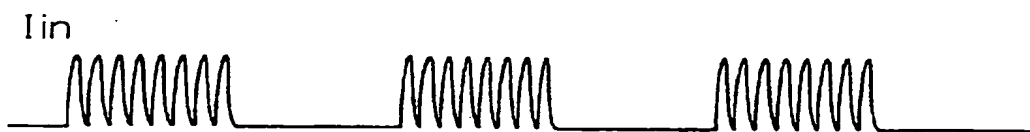


图 10A

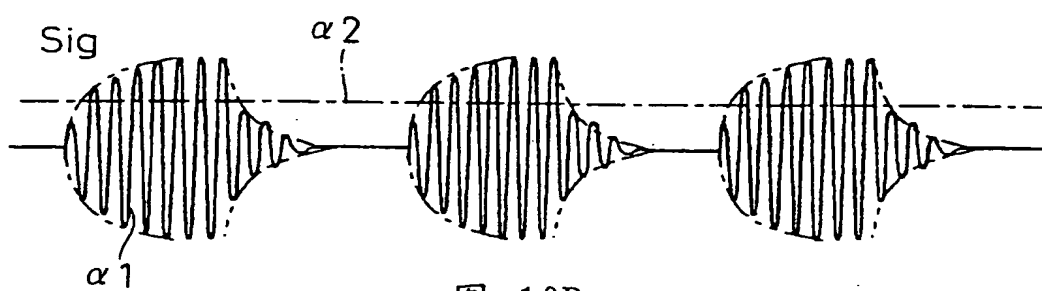


图 10B

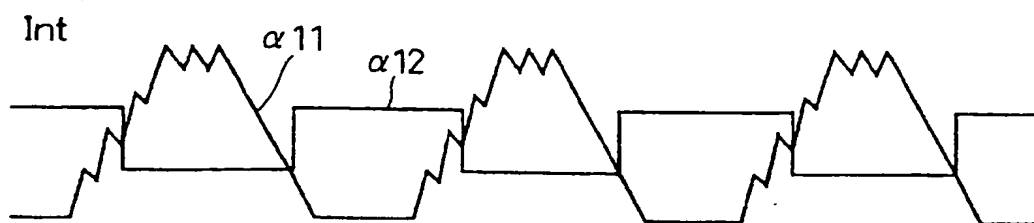


图 10C

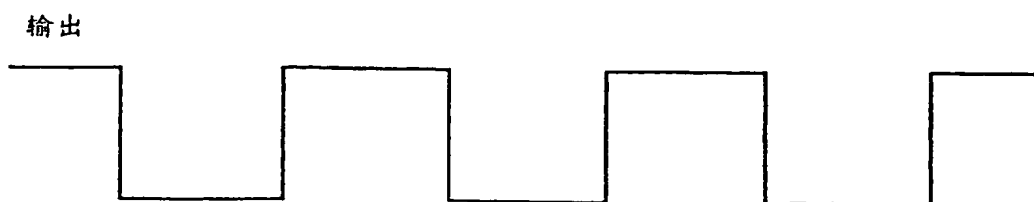


图 10D

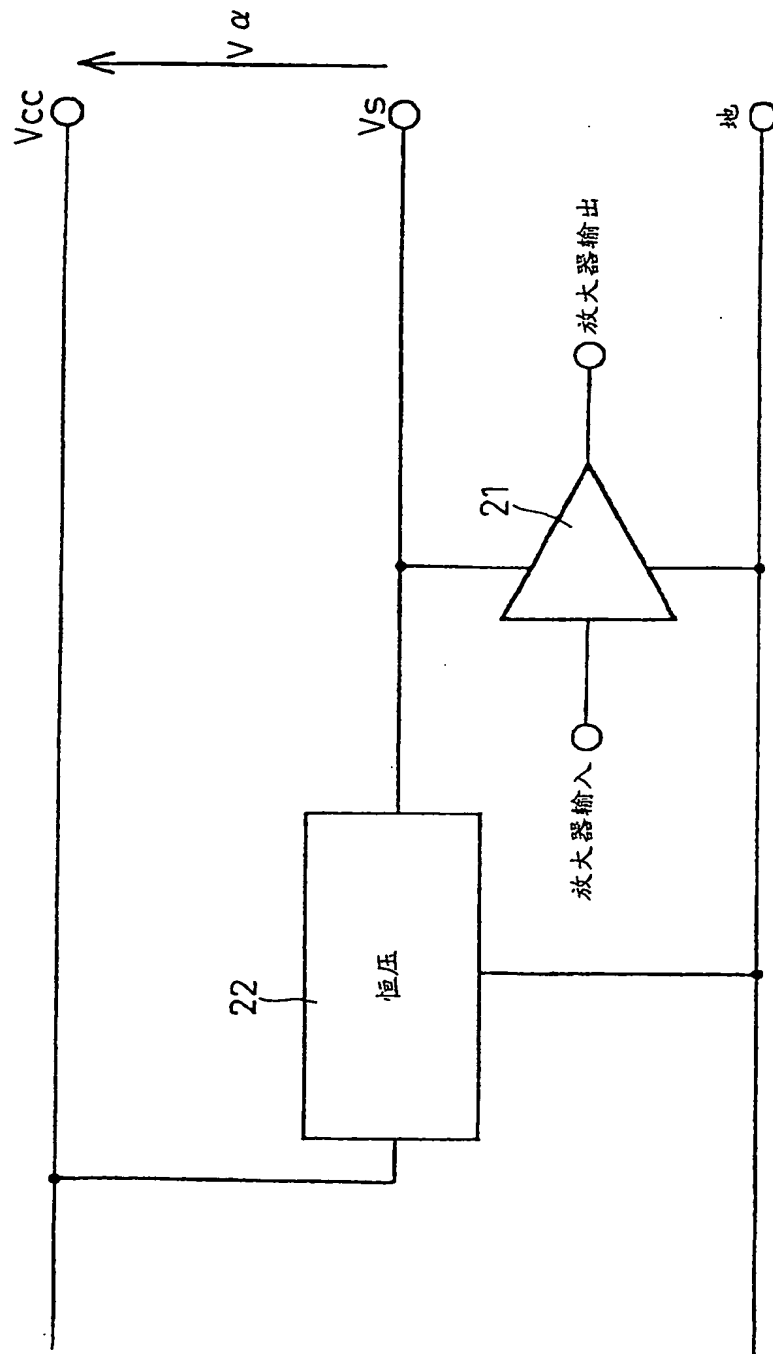


图 11

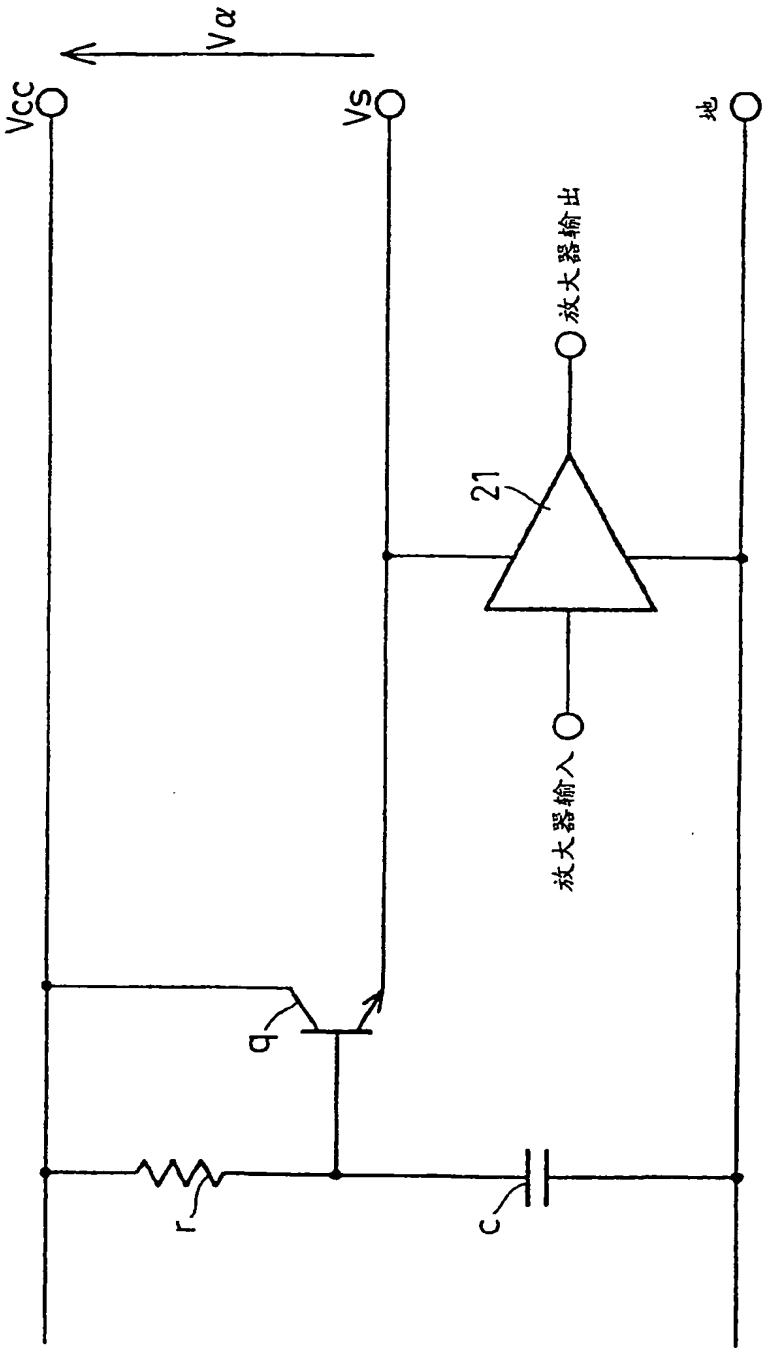


图 12